

[54] Title of the Invention: Superheterodyne receiver
[11] Japanese Patent Laid-Open No.: S52-132710
[43] Opened: November 7, 1977
[21] Application No.: S51-49705
[22] Filing Date: April 30, 1976
[72] Inventor: Shoichi Ishii
[71] Applicant: Toshiba Corp.
[51] Int. Cl.: H04B 1/26, H03D 7/18

Specification

1. Title of the Invention

Superheterodyne receiver

2. What is claimed is:

1. A superheterodyne receiver for transforming a received signal tuned to a broadcast signal into an intermediate frequency signal and then demodulating into an audio signal, comprising means for dividing the output of an input tuning circuit into two portions, and feeding into first and second mixers, means for feeding local oscillation signals giving a relative phase difference of 90 degrees to the first and second mixers, means for synthesizing the outputs of the first and second mixers by giving a phase difference of 90 degrees in a vicinal band of intermediate frequency signal, and means for

extracting the vicinal band component of the intermediate frequency signal from the synthesized output.

2. The superheterodyne receiver of claim 1, wherein the means for giving a relative phase difference of 90 degrees to the local oscillation signal is composed of a phase shifter for holding a relative phase difference of about 90 degrees in a variable range of the local oscillation signal.

3. The superheterodyne receiver of claim 2, wherein the first and second mixers are composed separately, and mutual interference of local oscillation signal source and phase shifter is eliminated.

4. The superheterodyne receiver of claim 1, wherein the synthesizing means synthesizes the phase shifter output accompanied by amplitude adjustment.

5. The superheterodyne receiver of any one of claims 2 to 4, wherein the phase shifter includes fine adjusting means for removing and improving interference of the receiver.

4. Brief Description of the Drawings

Fig. 1 is a block diagram of essential parts of a conventional superheterodyne receiver, Fig. 2 is a curve showing response of receiving unit in Fig. 1, Fig. 3 is a block diagram of essential parts in an embodiment of superheterodyne receiver of the invention, and Fig. 4 is a curve showing response of receiving unit in Fig. 3.

Reference Numerals

21: antenna, 22: input tuning circuit, 23, 24: mixer, 25:
local oscillator, 26, 27: phase shifter, 28: band filter

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **52132710 A**

(43) Date of publication of application: **07.11.77**

(51) Int. Cl

H04B 1/26
H03D 7/18

(21) Application number: **51049705**

(22) Date of filing: **30.04.76**

(71) Applicant: **TOSHIBA CORP**

(72) Inventor: **ISHII SHIYOUICHI**

(54) **SUPER HETERODYNE RECEIVERS**

one set of local oscillator.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1977,JPO&Japio

PURPOSE: To suppress the image interference, by using

⑨日本国特許庁
公開特許公報

⑩特許出願公開
昭52—132710

⑤Int. Cl.²
H 04 B 1/26
H 03 D 7/18

識別記号

⑥日本分類
96(7) C 13

庁内整理番号
7230—53

④公開 昭和52年(1977)11月7日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 4 頁)

④スーパーヘテロダイン受信機

東京芝浦電気株式会社音響工場
内

①特 願 昭51—49705

⑦出 願 人 東京芝浦電気株式会社

②出 願 昭51(1976)4月30日

川崎市幸区堀川町72番地

③発 明 者 石井昌弼

⑧代 理 人 弁理士 鈴江武彦 外 2 名

横浜市磯子区新磯子町33番地

明 細 書

1. 発明の名称

スーパーヘテロダイン受信機

2. 特許請求の範囲

- (1) 放送信号に同調し受信した信号を中間周波数信号に変換した後音声信号に復調するスーパーヘテロダイン受信機において、入力同調回路の出力を二分して第1および第2のミキサーに供給する手段と、この第1および第2のミキサーに90度の相対位相差を与えた局部発振信号を供給する手段と、前記第1および第2のミキサーの出力を中間周波数信号の近傍帯域で90度の位相差を与えて合成する手段と、この合成出力から中間周波数信号の近傍帯域成分を抽出する手段を具備してなることを特徴とするスーパーヘテロダイン受信機。
- (2) 局部発振信号に90度の相対位相差を与える手段が局部発振信号の可変帯域内で略90度の相対位相差を保持する位相器でなることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載のスーパーヘテロダイン受信機。

スーパーヘテロダイン受信機。

- (3) 第1および第2のミキサーが分離的に構成されて局部発振信号および位相器間の相互干渉をなくしたことを特徴とする特許請求の範囲第2項記載のスーパーヘテロダイン受信機。
- (4) 合成手段が振幅調整を伴った位相器出力を合成することを特徴とする特許請求の範囲第1項記載のスーパーヘテロダイン受信機。
- (5) 位相器が受信機の混信除去改善用となる位相調整手段を備えてなることを特徴とする特許請求の範囲第2項ないし第4項記載いずれかに記載のスーパーヘテロダイン受信機。

3. 発明の詳細な説明

この発明はスーパーヘテロダイン受信機に係り、特にそのイメージ妨害の抑制化を図つたものに関する。

一般に、スーパーヘテロダイン受信機は第1図に示すようにアンテナ11で受信した電波を入力同調回路12を介してミキサー13に導き、

ここで局部発振器 14 からの局部発振信号により中間周波信号に周波数変換した後、中間周波増幅器 15 以降に導くように構成されている。この場合勿論入力同調回路 12 の同調と連動して局部発振器 14 からの局部発振信号周波数を変えるようにしている。

ところで上記において局部発振信号の周波数を (f_0) とし、且つ中間周波信号の周波数を (f_i) としていわゆる上側局発方式をとつたとすると、 $(f_0 + f_i)$ が希望の受信信号であつて、 $(f_0 - f_i)$ がイメージ信号となる。然るに入力同調回路 12 はある Q 値をとる一定のレスポンスを有しているものであるから、第 2 図に示すように $(f_0 + f_i)$ なる希望の受信信号の他に、 $(f_0 - f_i)$ なるイメージ信号をもある感度で受信してしまうことになり、これによつていわゆる不所望なイメージ妨害が発生する。そしてこのイメージ妨害は中間周波数に対して受信信号が高いほど受け易いものであつて、通常の AM 受信機の場合一段入力同調回路で $f_i = 455 \text{ KHz}$ であれば、10 MHz

近傍の信号に対して 20 dB 程のイメージ妨害(比)を受けることになる。

そこで従来、受信周波数に対して中間周波数を高くとるか、またはダブルスーパーにするかあるいは入力同調回路の段数を増すかしたりしてイメージ妨害の抑制化を図つていた。

しかしながらこれらは経済性や他の特性を考慮した場合にいずれも一長一短であつて必ずしも望ましいものとは認められ難かつた。

そこでこの発明は以上のような点に鑑みてなされたもので、イメージ妨害を可及的に抑制し得るばかりか経済性や他の特性においても何んらの問題を生じることがない極めて良好なスーパーヘテロダイン受信機を提供することを目的としている。

以下図面を参照してこの発明の一実施例につき詳細に説明する。

すなわち第 3 図に示すようにアンテナ 21 で受信した電波を入力同調回路 22 を介して二分岐し、第 1 および第 2 のミキサ - 23、24 に

供給する。ここで第 1 および第 2 のミキサ - 23、24 には入力同調回路と連動的に可変される局部発振器 25 からの局部発振信号を一方が直接、他方が局部発振信号の可変帯域内で略 90° の位相差を保持する 90° 逆相用の位相器 26 を介して供給している。そして第 1 および第 2 のミキサ - 23、24 の出力を一方が直接的に他方が 90° 逆相用の位相器 27 を介して互いに混合せしめた後、帯域フィルタ 28 に供給する。またこの帯域フィルタ 28 の出力を中間周波信号 (f_i) として図示しない中間周波増幅段以降に導く如く構成する。

而して今、希望の受信信号を $A \sin 2\pi(f_0 + f_i)t$ とし、局部発振器 25 からの局部発振信号を $C \sin 2\pi f_0 t$ とすると、第 1 および第 2 のミキサ - 23、24 では

$$A \sin 2\pi(f_0 + f_i)t \cdot C \sin 2\pi f_0 t = \frac{AC}{2} \{ \cos 2\pi f_i t - \cos 2\pi(2f_0 + f_i)t \} \quad \dots\dots\dots (1)$$

または $C \sin(2\pi + 90^\circ)f_0 t = C \cos 2\pi f_0 t$ であるから

$$A \sin 2\pi(f_0 + f_i)t \cdot C \cos 2\pi f_0 t$$

$$= \frac{AC}{2} \{ \sin 2\pi(2f_0 + f_i)t + \sin 2\pi f_i t \} \quad \dots\dots\dots (2)$$

なるミキシングがなされることになる。ここで上側局発方式をとる場合を想定しているから

$f_0 \gg f_i$ であつて、 $(2f_0 + f_i)$ と (f_i) は十分に離れておりそのうち $(2f_0 + f_i)$ 成分が後の帯域フィルタ 28 で除去されるものとして且つ後者がその帯域内で位相器 27 により 90° 逆相されるものとして (1)、(2) のミキシング出力を合成すると、

$$\frac{AC}{2} \cos 2\pi f_i t + \frac{AC}{2} \cos 2\pi f_i t = AC \cos 2\pi f_i t \quad \dots\dots\dots (3)$$

なる希望信号の中間周波信号成分のみが得られることになる。

一万イメージ信号を $B \sin 2\pi(f_0 - f_i)t$ とすると、このミキシング出力は、

$$B \sin 2\pi(f_0 - f_i)t \cdot C \sin 2\pi f_0 t = \frac{BC}{2} \{ \cos 2\pi(-f_i)t - \cos 2\pi(2f_0 - f_i)t \} \quad \dots\dots\dots (4)$$

または

$$B \sin 2\pi(f_0 - f_i)t \cdot C \cos 2\pi f_0 t$$

$$= \frac{B \cdot C}{2} \{ \sin 2\pi(2f_0 - f_i) + \sin 2\pi(-f_i) \} \dots\dots\dots (5)$$

となつてゐるが、かかる(4)、(5)出力を前述と同様な条件で合成すると、

$$\begin{aligned} & \frac{B \cdot C}{2} \cos 2\pi(-f_i) + \frac{B \cdot C}{2} \sin \left\{ 2\pi(-f_i) + \frac{\pi}{2} \right\} \\ &= \frac{B \cdot C}{2} \cos 2\pi + \left(-\frac{B \cdot C}{2} \cos 2\pi f_i \right) = 0 \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

となつて、イメージ信号が除去され中間周波増幅段以降には導かれなことがとなる。

すなわち希望の受信信号成分($f_0 + f_i$)に対しては各ミキサの効率の2倍となつて(f_i)のみが導出され、不所望なイメージ信号成分($f_0 - f_i$)に対しては何んらの出力も導出されず、全体として第4図に示す如きレスポンスを呈して効果的にイメージ妨害を抑制し得るものである。

而るに従来のイメージ妨害対策のうちの先ず中間周波数を高くともものと比較してみた場合、この発明は中間周波数を高くともものでなく近接混信除去能力を上げる点では同一レスポンスQに対して中間周波数を低く選定した方が望ま

しいので、このような他の能力を確保し得るものであることがわかる。また従来のダブルスーパー方式では二台の局部発振器を必要としてスプリアスが問題となるのに対し、この発明では一台の局部発振器で済むのでスプリアス特性がよい。さらに従来のように入力同調回路の段数を多くすると構成が複雑化するのに対し、この発明では入力同調回路の段数を多くするものでないと共にそれ自体で他の能力や特性を確保し且つ保持し得るものであるから経済性の点でも優れたものであることがわかる。

従つて以上詳述したようにこの発明によれば、イメージ妨害を可及的に抑制し得るばかりか経済性や他の特性においても何んらの問題を生じることがない極めて良好なスーパーヘテロダイン受信機を提供することが可能となる。

なおこの発明は上記し且つ図示した実施例のみに限定されることなくこの発明の要旨を逸脱しない範囲で種々の変形を実施し得ることは勿論である。

例えば第1および第2のミキサを分離的に構成すれば局部発振信号源および位相器間の相互の干渉による影響を防止し得て好都合である。また位相器に受信機の混信除去改善用として微調整手段を含ませてもよい。さらに両ミキサ出力を合成する前に必要によりこれの位相器出力を振幅調整器を介してやつてもよい。

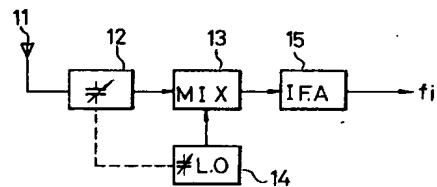
4. 図面の簡単な説明

第1図は従来のスーパーヘテロダイン受信機を示す要部の構成図、第2図は第1図の受信部のレスポンスを示す曲線図、第3図はこの発明に係るスーパーヘテロダイン受信機の一実施例を示す要部の構成図、第4図は第3図の受信部のレスポンスを示す曲線図である。

- 21…アンテナ 22…入力同調回路
- 23, 24…ミキサ
- 25…局部発振器 26, 27…位相器
- 28…帯域フィルタ

出願人代理人 弁理士 鈴 江 武 彦

第1図



第2図

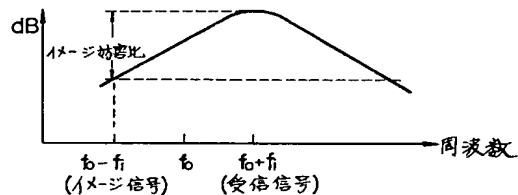


図 3

特開 昭52-132710(4)

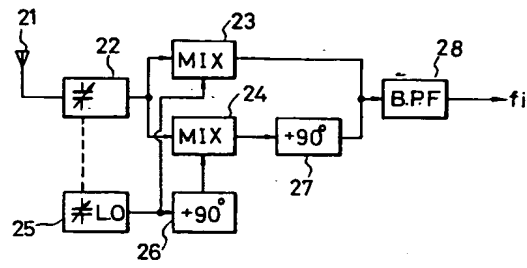


図 4

